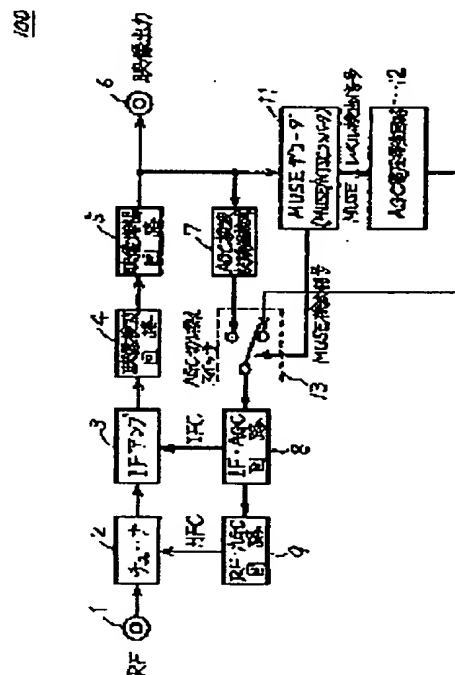


(43)Date of publication of application : 22.09.1997

H04N 5/455

(72)Inventor : ATO HAJIME
YUASA MASATOSHI

SOLUTION: The demodulation circuit 100 has an automatic gain control (AGC) detection circuit 7 that applies detection and amplification to an amplitude-modulated reception signal, receives a video signal outputted from a video amplifier circuit 5 and generates an AGC voltage by AGC detection, a MUSE decoder 11 that receives a video signal, detects the MUSE signal and provides an output of a MUSE level detection signal corresponding to the signal level, and an AGC voltage generating circuit 12 generating an AGC voltage in response to the MUSE level detection signal. In the case of receiving the NTSC signal, the gains of an intermediate frequency amplifier (IF) and a tuner amplifier are controlled in response to an output signal from the AGC detection circuit 7. On the other hand, when the MUSE signal is received, the gains of the IF amplifier 3 and the tuner amplifier are controlled in response to an AGC signal from the AGC voltage generating circuit 12.



EGAL STATUS

Date of request for examination]

Date of sending the examiner's decision of rejection]

Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

Date of final disposal for application]

Patent number]

Date of registration]

Number of appeal against examiner's decision of rejection]

Date of requesting appeal against examiner's decision of
ejection]

Date of extinction of right]

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-252441

(43)公開日 平成9年(1997)9月22日

(51)Int.Cl.⁸

H 0 4 N 5/455

識別記号

庁内整理番号

F I

H 0 4 N 5/455

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数4 O L (全 9 頁)

(21)出願番号 特願平8-59495

(22)出願日 平成8年(1996)3月15日

(71)出願人 000001889

三洋電機株式会社

大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号

(72)発明者 阿藤 一

大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号 三

洋電機株式会社内

(72)発明者 湯浅 正俊

大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号 三

洋電機株式会社内

(74)代理人 弁理士 深見 久郎 (外2名)

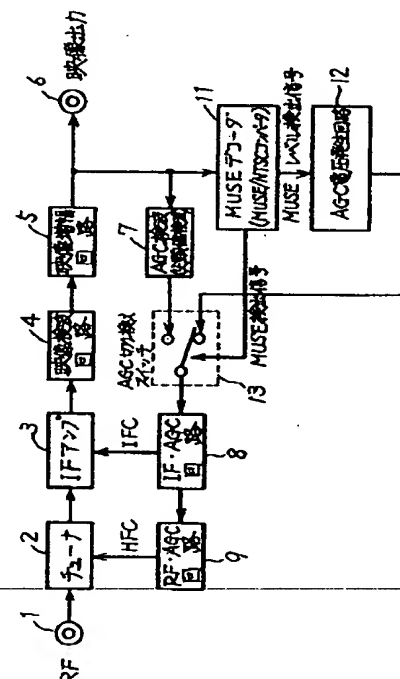
(54)【発明の名称】 復調回路

(57)【要約】

【課題】 NTSC信号およびMUSE信号によりAM変調された変調波を受けて、安定したコントラストを有する画像信号を再生する復調回路を提供する。

【解決手段】 復調回路100は、AM変調された受信信号を、検波増幅した後、映像増幅回路5から出力される映像信号を受けて、AGC検波を行なって、AGC電圧を発生するAGC検波回路7と、映像信号を受けて、MUSE信号の検知とその信号レベルに対応したMUSEレベル検出信号を出力するMUSEデコーダ11と、MUSEレベル検出信号に応じてAGC電圧を発生するAGC電圧発生回路12とを有する。NTSC信号を受信している場合には、AGC検波回路7からの出力信号に応じて、IFアンプおよびチューナアンプの利得の制御が行なわれる。一方で、MUSE信号が入力している場合は、AGC電圧発生回路12からのAGC電圧によって、IFアンプ3およびチューナアンプの利得の制御が行なわれる。

100



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 第 1 の周期ごとに尖頭値を有する第 1 の映像信号に対応して振幅変調された第 1 の変調信号と、第 2 の周期ごとに尖頭値を有する第 2 の映像信号に対応して振幅変調された第 2 の変調信号とを受けて、対応する映像信号を出力する復調回路であって、

前記第 1 および前記第 2 の変調信号を受けて選択し、前記対応する映像信号を出力する検波増幅手段と、

前記対応する映像信号を受けて、尖頭値検波し、平滑化した結果を第 1 の利得制御信号として出力する尖頭値検波手段と、

前記対応する映像信号を受けて、前記第 2 の変調信号を受信中であることを検知して、受信モード信号を活性とし、受信した前記第 2 の変調信号の信号強度に応じて、第 2 の利得制御信号を出力するデコード手段と、

前記第 1 および前記第 2 の利得制御信号を受けて、前記受信モード信号の不活性期間は前記第 1 の利得制御信号を、前記受信モード信号の活性期間は前記第 2 の利得制御信号を出力するスイッチ手段と、

前記スイッチ手段の出力に応じて、前記検波増幅手段の増幅利得を制御する利得制御手段とを備える、復調回路。

【請求項 2】 前記検波増幅手段は、

前記第 1 および前記第 2 の変調信号を受けて選択し、増幅した中間周波数信号を出力する選択増幅手段と、

前記中間周波数信号を受けて、増幅する中間周波数増幅手段と、

前記中間周波数増幅手段の出力を受けて検波増幅し、前記対応する映像信号を出力する映像検波手段とを含み、前記利得制御手段は、

前記スイッチ手段の出力に対応する中間周波数利得制御信号を出力し、かつ、前記スイッチ手段の出力に対応して変化し、前記スイッチ手段の出力が所定値未満では飽和する入力強度信号を出力する中間周波数利得制御手段と、

前記入力強度信号を受けて、対応する高周波利得制御信号を出力する高周波利得制御手段とを含み、

前記中間周波数増幅手段は、

前記中間周波数利得制御信号に応じて利得を変化させ、

前記選択増幅手段は、

前記高周波利得制御信号に応じて、前記スイッチ手段の出力が所定値以上の場合、利得を変化させる、請求項 1 記載の復調回路。

【請求項 3】 前記デコード手段は、

前記第 2 の変調信号を受けて、前記受信モード信号を出力し、信号レベル検知信号を出力する入力レベル検知手段と、

前記信号レベル検知信号値に応じてパルス幅変調されたレベル変調信号を出力する利得制御電圧発生手段と、

前記レベル変調信号を受けて平滑化し、前記第 2 の利得

制御信号を出力するフィルタ手段とを含む、請求項 1 記載の復調回路。

【請求項 4】 前記第 1 の映像信号は、NTSC 信号であり、

前記第 2 の映像信号は、MUSE 信号である、請求項 2 または 3 記載の復調回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、受信信号の強度に応じて受信機の利得を自動的に制御し、常に一定の映像検波出力を得て、コントラストの変動を防止する復調回路に関し、より特定的には、受信信号がNTSC (National Television System Committee) 信号およびMUSE (Multiple Sub-Nyquist Sampling Encoding) 信号が、ともに振幅変調信号として入力される場合に、常に一定の映像検波出力を出力することが可能な復調回路の構成に関する。

【0002】

【従来の技術】一般的に、AGC (Auto Gain Control) 回路は、受信電波の強さに応じて受信機の利得を自動的に制御し、常に一定の映像検波出力を得て、コントラストの変動を少なくする働きをする回路である。

【0003】従来から知られているAGC方式として、尖頭値AGC方式がある。図4は、尖頭値AGC方式を用いたAGC回路の構成を示す概略ブロック図である。

【0004】RF信号入力端子1から入力された受信信号はチューナ2において、所定の周波数の信号が選択され、増幅された後、中間周波数信号（以下、IF信号と呼ぶ）に変換される。中間周波数増幅回路3（以下、IFアンプと呼ぶ）は、IF信号を受けて、さらに増幅を行なう。映像検波回路4は、IF信号を検波し、その出力を受けた映像増幅回路（以下、映像アンプと呼ぶ）5は、映像検波回路4からの映像検波出力を増幅する。

【0005】映像アンプからの映像信号は、出力端子6に出力される。一方、映像アンプ5からの映像信号を受けて、AGC検波回路7は、尖頭値AGC検波を行なって、対応するAGC電圧を出力する。

【0006】IF・AGC回路8は、AGC電圧の大きさに応じて、IFアンプ3の利得を制御する制御信号IFCを発生する。RF・AGC回路9は、AGC電圧の大きさに応じて、チューナ2の増幅器の利得を制御する制御信号HFCを発生する。

【0007】入力端子1からMUSE信号もしくはNTSC信号等のAM変調された信号が入力されると、チューナ2は、入力されたRF信号を受信・選択し、中間周波数に変換する。

【0008】ここで、NTSC信号は、通常の日本国内でのテレビジョン放送に用いられる信号であり、MUSE信号は、いわゆるハイビジョン放送に対応した信号である。ただし、一般には衛星放送によるMUSE信号

は、FM変調されているのに対し、たとえばケーブルテレビジョン（以下、CATVと呼ぶ）等においてMUSE信号を伝送する場合は、AM変調が用いられている。

【0009】したがって、変調信号の検波回路等は、NTSC信号に対しても、MUSE信号に対しても共通な構成とすることができる。

【0010】IFアンプ3は、チューナ2から出力されたIF信号を増幅し、映像検波回路4は、IF信号の検波を行ない、その検波結果は、映像アンプ5で増幅され、映像出力として出力端子6にMUSE信号もしくはNTSC信号が出力される。

【0011】AGC検波回路7、IF・AGC回路8およびRF・AGC回路9は、映像アンプ5から出力されたMUSE信号のフレームパルスもしくはNTSC信号の尖頭（H-SYNC）のレベルを所定の基準レベルと比較して、IFアンプ3およびチューナ2の高周波増幅器（以下、チューナアンプと呼ぶ）の最適な利得制御を行なうものである。

【0012】ここで、その利得制御の方法についてさらに詳しく説明すると、入力電波ないし入力信号が弱い場合には、SN比が低下しないようにチューナアンプを最大利得で働かせ、IFアンプの利得だけを制御している。

【0013】一方、入力電波ないし入力信号が強くなり、IFアンプ3の利得だけでは制御できなくなると、IFアンプ3の利得を一定の小利得にしながら、チューナアンプに利得制御を行ない、混変調妨害などの発生を抑制している。

【0014】図5は、NTSC信号の変調の様子を示すタイミングチャートである。電波等にNTSC映像信号を載せる方式としては、映像信号の振幅によって搬送波の振幅を変化させる振幅変調（以下、AM変調）が用いられている。図5に示すように、NTSC映像信号は、各走査線に対応し、白レベルと黒レベルとの間で変化する輝度信号と、水平同期のタイミングを示す水平同期信号を含んでいる。一方、被変調波形は、水平同期信号部分で搬送波の振幅が最大となるような変調、いわゆる負変調方式が用いられている。

【0015】図6は、図5に示したNTSC信号を受信してAGC電圧を出力するAGC検波回路7の構成の一例を示す回路図である。

【0016】以下、その構成および動作について簡単に説明する。AGC検波用トランジスタQ2のベースには正極性の映像信号が加えられ、トランジスタQ2のコレクタには正極性の同期信号が取出される。この信号はダイオードD1によって検波され、キャパシタC2を充電するが、同期信号期間以外では抵抗R2を通して放電される。この場合、C2とR2の時定数を水平走査期間に比べて十分大きく取っておけば、キャパシタC2の両端の電圧は比較的長い間一定に保たれ、同期信号の尖頭値

に比例した電圧が得られる。

【0017】この抵抗R2の電位をベース電位として受けるAGC増幅用トランジスタQ1の出力は、抵抗R1およびキャパシタC1により平滑化され、AGC電圧として出力される。

【0018】以上により、NTSC信号中の水平同期信号の所定期間にわたる積算値に比例したAGC電圧が発生し、これに応じて、上述のとおりIFアンプ3およびチューナ2の利得が制御される。

【0019】

【発明が解決しようとする課題】上述のような一般的な尖頭値AGC方式においては、NTSC信号に対応するAM変調信号を検波することにより得られるAGC電圧の発生の過程において、水平同期期間（以下、H期間と呼ぶ。この期間の規格値は、約64μsecである。）の水平同期信号（以下、H-SYNC）の比較的短い周期ごとにAM変調波の尖頭値が存在する。このため、図7に示したような尖頭値AGC回路を用いることで、AGC電圧を得ることができる。

【0020】しかし、MUSE信号に対応するAM変調信号を検波することにより、同様の方法でAGC電圧を発生させようすると以下のような問題がある。

【0021】すなわち、MUSE信号においては、NTSC信号のようにH期間の短い期間ごとのAM変調波の尖頭値は存在しない。尖頭値が存在するのは、1フレーム期間（以下F期間と呼ぶ。この値は、規格値では約33.3msecである。つまり、H期間の約520倍である。）のフレーム・パルス信号（以下F・P信号）の比較的長い周期においてのみである。

【0022】したがって、F・P信号から次のF・P信号までの比較的長い期間においてのみAM変調波の尖頭値が存在するため、NTSC信号に対応する図7に示したような尖頭値AGC回路を用いた場合は、MUSE信号受信中は、AGC電圧が徐々に変化してしまう。すなわち、F期間の時定数が、抵抗R2およびキャパシタC2で決定される時定数よりも十分に長いために、図7に示したようなAGC検波回路では十分な平滑化を行なうことができず、NTSC信号に対するのとMUSE信号に対するのとで共通なAGC検波回路を用いることはできない。

【0023】AGC電圧の変動は、この電圧によって制御されるチューナアンプやIFアンプ3の利得の変動をもたらし、映像信号のコントラストの変動が大きくなってしまいう問題点があった。

【0024】本発明は、上記のような問題点を解決するためになされたものであって、第1の周期ごとに尖頭値を有する第1の映像信号と第2の周期ごとに尖頭値を有する第2の映像信号を受信して復調する場合にも、増幅器の利得を制御することで、出力される映像信号のコントラストの変動を防止することが可能な復調回路を提供

することである。

【0025】この発明の他の目的は、NTSC信号およびMUSE信号を入力として受ける場合にも、それぞれの入力信号に対して最適な利得制御を行なうことで、出力される映像信号のコントラストを一定に保持することが可能な復調回路を提供することである。

【0026】

【課題を解決するための手段】請求項1に記載の復調回路は、第1の周期ごとに尖頭値を有する第1の映像信号に対応して振幅変調された第1の変調信号と、第2の周期ごとに尖頭値を有する第2の映像信号に対応して振幅変調された第2の変調信号とを受けて、対応する映像信号を出力する復調回路であって、第1および第2の変調信号を受けて選択し、対応する映像信号を出力する検波増幅手段と、対応する映像信号を受けて、尖頭値検波し、平滑化した結果を第1の利得制御信号として出力する尖頭値検波手段と、対応する映像信号を受けて、第2の変調信号を受信中であることを検知して、受信モード信号を活性とし、受信した第2の変調信号の信号強度に応じて、第2の利得制御信号を出力するデコード手段と、第1および第2の利得制御信号を受けて、受信モード信号の不活性期間は第1の利得制御信号を、受信モード信号の活性期間は第2の利得制御信号を出力するスイッチ手段と、スイッチ手段の出力に応じて、検波増幅手段の増幅利得を制御する利得制御手段とを備える。

【0027】請求項2記載の復調回路は、請求項1記載の復調回路の構成において、検波増幅手段は、第1および前記第2の変調信号を受けて選択し、増幅した中間周波数信号を出力する選択増幅手段と、中間周波数信号を受けて、増幅する中間周波数増幅手段と、中間周波数増幅手段の出力を受けて、検波増幅し、対応する映像信号を出力する映像検波手段とを含み、利得制御手段は、スイッチ手段の出力に対応する中間周波数利得制御信号を出力し、かつスイッチ手段の出力に対応して変化し、スイッチ手段の出力が所定値未満では飽和する入力強度信号を出力する中間周波数利得制御手段と、入力強度信号を受けて、対応する高周波利得制御信号を出力する高周波利得制御手段とを含み、中間周波数増幅手段は、中間周波数利得制御信号に応じて利得を変化させ、選択増幅手段は、高周波利得制御信号に応じて、スイッチ手段の出力が所定値以上の場合、利得を変化させる。

【0028】請求項3記載の復調回路は、請求項1記載の復調回路の構成において、デコード手段は、第2の変調信号を受けて、受信モード信号を出力し、信号レベル検知信号を出力する入力レベル検知手段と、信号レベル検知信号値に応じてパルス幅変調されたレベル変調信号を出力する利得制御電圧発生手段と、レベル変調信号を受けて平滑化し、第2の利得制御信号を出力するフィルタ手段とを含む。

【0029】請求項4記載の復調回路は、請求項2また

は3記載の復調回路の構成において、第1の映像信号は、NTSC信号であり、第2の映像信号は、MUSE信号である。

【0030】

【発明の実施の形態】図1は、本発明の実施の形態の復調回路100の構成を示す概略ブロック図である。

【0031】図1を参照して、復調回路100は、RF信号が入力される入力端子1と、入力端子1からのRF信号受信・選択し、中間周波数に変換するチューナ2と、チューナ2から出力されたIF信号を増幅するIFアンプ3と、IFアンプ3の出力信号に対して検波を行なう映像検波回路4と、映像検波回路4からの映像検波出力を増幅する映像増幅回路（映像アンプ）5と、映像アンプ5からの映像信号（MUSE信号やNTSC信号）を出力する出力端子6とを含む。

【0032】復調回路100は、さらに、映像アンプ5からの映像信号を受けて、尖頭値AGC検波を行なうAGC検波回路7と、映像アンプ5からのMUSE信号を復号・検出するMUSEデコーダ（またはMUSE信号をNTSC信号に変換するMUSE/NTSCコンバータ）11と、MUSEデコーダ（MUSE/NTSCコンバータ）11から出力されるレベル検出信号を受けて、AGC電圧に変換するAGC電圧発生回路12と、MUSEデコーダ11から出力されるMUSE検出信号に基づいて、映像信号がNTSC信号である場合、AGC検波回路7からのAGC電圧を、映像信号がMUSE信号である場合、AGC電圧発生回路12からのAGC電圧を切換えて出力するAGC切換スイッチ13と、AGC切換スイッチ13から出力されるAGC電圧の大きさに応じて、IFアンプ3の利得を制御する制御信号IFCを発生するIF・AGC回路8と、AGC電圧の大きさに応じて、チューナ2のチューナアンプの利得を制御する制御信号HFCを発生するRF・AGC回路9とを含む。

【0033】すなわち、本実施の形態の復調回路100は、MUSEデコーダ（MUSE/NTSCコンバータ）11が出力するMUSE検出信号およびレベル検出信号を用いることで、以下のような制御動作を行なう構成となっている。

【0034】まず、受信された映像信号がNTSC信号である場合、MUSEデコーダ11から出力されるNTSC検出信号は不活性状態であって、AGC切換スイッチ13は、AGC検波回路7からのAGC電圧をIF・AGC回路8に出力する。したがって、この場合図4に示した従来の復調回路200と同様にして、IF・AGC回路8およびRF・AGC回路9は、それぞれIFアンプ3およびチューナアンプの利得を制御する。これにより、NTSC信号を受信している期間中、その受信信号強度が変化した場合でも、出力される映像信号のレベルを一定に保持することが可能で、コントラストの安定

した画像信号を得ることが可能となる。

【0035】一方で、受信している信号がMUSE信号である場合、MUSEデコーダ11から出力されるMUSE検出信号は活性状態となり、AGC切換スイッチ13は、AGC電圧発生回路12から出力されるAGC電圧をIF・AGC回路8に対して出力する。すなわち、MUSEデコーダ(MUSE/NTSCコンバータ)11から出力されるMUSEレベル検出信号は、AGC電圧発生回路12により、正確なAGC電圧に変換され、IF・AGC回路8に対して出力される。したがって、この場合受信する映像信号がMUSE信号である場合も、その入力信号強度が弱い場合には、SN比が低下しないようにチューナアンプを最大利得で働かせ、IFアンプ3の利得だけが制御される。一方、入力信号強度が強くなり、IFアンプ3の利得だけでは制御できなくなると、IFアンプ3の利得を一定の小利得にしながら、チューナアンプの利得制御を行ない、混変調妨害などの発生を抑制することが可能となる。

【0036】以上により、受信する映像信号がMUSE信号である場合も、コントラストの安定した画像を得ることが可能となる。

【0037】図2は、図1に示したMUSEデコーダ(MUSE/NTSCコンバータ)11およびAGC電圧発生回路12の構成の一例を示す概略ブロック図である。

【0038】図2を参照して、AGC電圧発生回路12は、MUSE信号が入力される入力端子21と、MUSE信号をAGC電圧に基づいて利得変換することが可能な利得可変増幅器(以下、VCAと呼ぶ)22と、VCA22の出力を受けて、低域信号成分のみを通過させるローパスフィルタ(以下LPFと呼ぶ)23と、LPF23の出力を受けて、アナログデジタル変換するAD変換器(以下、ADCと呼ぶ)24と、デジタル変換されたMUSE信号からMUSE信号の入力レベルの検出とMUSE信号が入力されていることを検出する機能を有するMUSEデコーダ部またはMUSE/NTSCコンバータ部25と、MUSEデコーダ部(MUSE/NTSCコンバータ)25から出力されたMUSEレベル検出信号に対応して、パルス幅変調(PWM変調)されたPWM-AGC電圧を発生するAGC電圧発生部26と、PWM-AGC電圧を受けて、平滑化することによりAGC電圧を出力するLPF27とを含む。

【0039】図3は、図2に示したMUSEデコーダ(またはMUSE/NTSCコンバータ)11およびAGC電圧発生回路12の動作を示すタイミングチャートである。

【0040】図3においてa点の信号レベルとは、MUSE信号入力端子1に入力される信号の大きさである。ここで、図中a点の信号レベルが“H”レベルである場合は、MUSE信号入力レベルが大きすぎる場合を示

し、“M”レベルの場合は、MUSE信号入力レベルが適切なレベルである場合を示し、“L”レベルである場合は、MUSE信号入力レベルが小さすぎる場合を示している。

【0041】図3中のクロック信号は、図2に示したADコンバータ(ADC)24やMUSEデコーダ部(MUSE/NTSCコンバータ部)25や、AGC電圧発生部26の動作の基準となるクロック信号である。

【0042】図3中において、b点の波形とは、MUSEデコーダ部(MUSE/NTSCコンバータ部)25から出力されるMUSEレベル検出信号の波形を示している。MUSEレベル検出信号は、図3に示した例においては3ビットのデータからなり、各ビットはそれぞれMUSE HIGH, MUSE MID, MUSE LOWに対応している。これらの信号は、すべて“H”レベルを活性状態とする。MUSEデコーダ部(MUSE/NTSCコンバータ部)25に入力されるMUSE信号の信号強度に応じて、MUSE LOW, MUSE MID, MUSE HIGHがこの順で、順次“H”レベルとなることで、MUSE信号の信号強度を表現している。

【0043】図3中において、c点の波形とは、MUSEデコーダ部(MUSE/NTSCコンバータ部)25から出力されるMUSEレベル検出信号に応じて、AGC電圧発生部26から出力されるデューティ比を可変としたPWM(Pulse Width Modulation)波である。

【0044】ここで、PWM波は、MUSE信号の入力レベルが小さいほどそのデューティ比が大きくなるように制御されているものとする。

【0045】図3において、d点の波形とは、AGC電圧発生部26からのPWM波が、LPF27により平滑化された後のAGC電圧である。すなわち、AGC電圧発生部26からのデューティ比を可変としたPWM波が、LPF27で平滑化され直流成分となったものである。

【0046】この場合、MUSEレベル検出信号の示すMUSE信号レベルが小さいほどPWM波のデューティ比が大きくなるため、それに応じて、AGC電圧も大きくなる。これに応じて、利得可変増幅器22の利得や、IFアンプ3の利得やチューナアンプの利得はいずれも増加するように制御されるため、全体として負帰還のループが形成される。

【0047】以下、図3を参照して、復調回路100の動作についてさらに詳しく説明する。

【0048】要約すると、MUSEデコーダ(MUSE/NTSCコンバータ)11が入力されるMUSE信号のレベルを検出する機能を有していることを利用して、AGC電圧が発生される構成となっている。

【0049】以下では、説明の簡略化のため、MUSEデコーダ(MUSE/NTSCコンバータ)11から出

9

力されるMUSEレベル検出信号は、上述のとおり3ビット分、すなわち5段階にわたって入力レベルを表現するものとして説明を進めるが、もちろん、より多くのビット構成とすることで、入力レベルの変動に対して、より敏感に追従する構成とすることも可能である。

【0050】時刻t1において、a点の信号レベル、すなわち入力されるMUSE信号レベルが低下し始めるものとする。このとき、時刻t0～t1の期間では、a点の信号レベルが“H”レベルであることに対応して、MUSEレベル検出信号は、MUSE HIGHが“1”レベルとなっており、時刻t1以後a点の信号レベルが低下するのに応じて、時刻t2においてMUSE MIDも“1”レベルとなる。これに応じて、AGC電圧発生部26から出力されるPWM波(c点の波形)のデューティ比もより大きな値となる。

【0051】時刻t2以降、さらにa点の信号レベルが低下することに応じて、時刻t3において、MUSE HIGH信号は“0”レベルとなり、MUSE MIDのみが“1”レベルである状態となる。

【0052】これに応じて、AGC電圧発生部26から出力されるPWM波のデューティ比はさらに増加する。

【0053】時刻t3以降さらにa点の信号レベルが低下することに応じて、時刻t4において、MUSE LOWが“1”レベルとなり、さらに時刻t5においては、a点の信号レベルが“L”レベルとなることに応じて、MUSE MIDが“0”レベルとなり、MUSE LOWのみが“1”レベルとなる。これに応じて、さらにAGC電圧発生部26から出力されるPWM波のデューティ比は上昇する。時刻t1～t6の期間において、PWM波のデューティ比が単調に増加していくことに応じて、d点の波形(AGC電圧)も単調に増加する。これに応じて、AGC電圧により制御されるVCA22、IFアンプ3、チューナアンプ等のゲインが増加していく。

【0054】これら増幅器のゲインの増加に応じて、入力されるMUSE信号の信号レベルが低下しても、出力端子6に出力される映像出力のレベルは一定値が維持され、映像信号のコントラストの変化が抑制される。

【0055】一方、時刻t7から時刻t8にかけては、a点の信号レベルは単調に増加し、時刻t1から時刻t6の期間とは逆に、MUSEレベル検出信号は変化していき、これに対応してPWM波のデューティ比も単調に減少していく。

【0056】したがって、PWM波を平滑化して得られるAGC電圧も時刻t7～時刻t8の期間で、単調に減少し、AGC電圧により制御されるIFアンプ3、チューナアンプ等のゲインも低下するため、入力されるMUSE信号の信号レベルが上昇しても、出力端子6に出力される映像出力は一定値を保持する。

10

【0057】したがって、図1および図2に示したような復調回路100の構成とすることで、コントラストの安定した画像信号を得ることが可能となる。

【0058】ここで、AGC電圧発生部26におけるPWM波の発生方法としては、ハードウェア的に、MUSEレベル検出信号をDA変換器によりアナログ信号に変換した後、その値と鋸波発生器から出力される基準信号とを比較して、所定の値以上となったときにPWM波が“H”レベルとなるように構成することも可能であり、一方でMUSEレベル検出信号を受けて、対応するPWM波を発生するようにマイコン等で制御する構成としてもよい。

【0059】

【発明の効果】以上のような構成とすることで、NTSC信号およびMUSE信号のように、尖頭値の現れる周期が異なる映像信号で変調された変調波を復調して、対応する映像信号を出力する復調器において、そのいずれの映像信号でAM変調された変調波を入力した場合でも、常に安定したコントラストを有する画像信号を出力する復調回路を提供することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る復調器100の構成を示す概略ブロック図である。

【図2】図1に示したMUSEデコーダ11およびAGC電圧発生回路12の構成をより詳細に示すブロック図である。

【図3】図1に示した復調回路の動作を説明するタイミングチャートである。

【図4】従来の復調回路200の構成を示す概略ブロック図である。

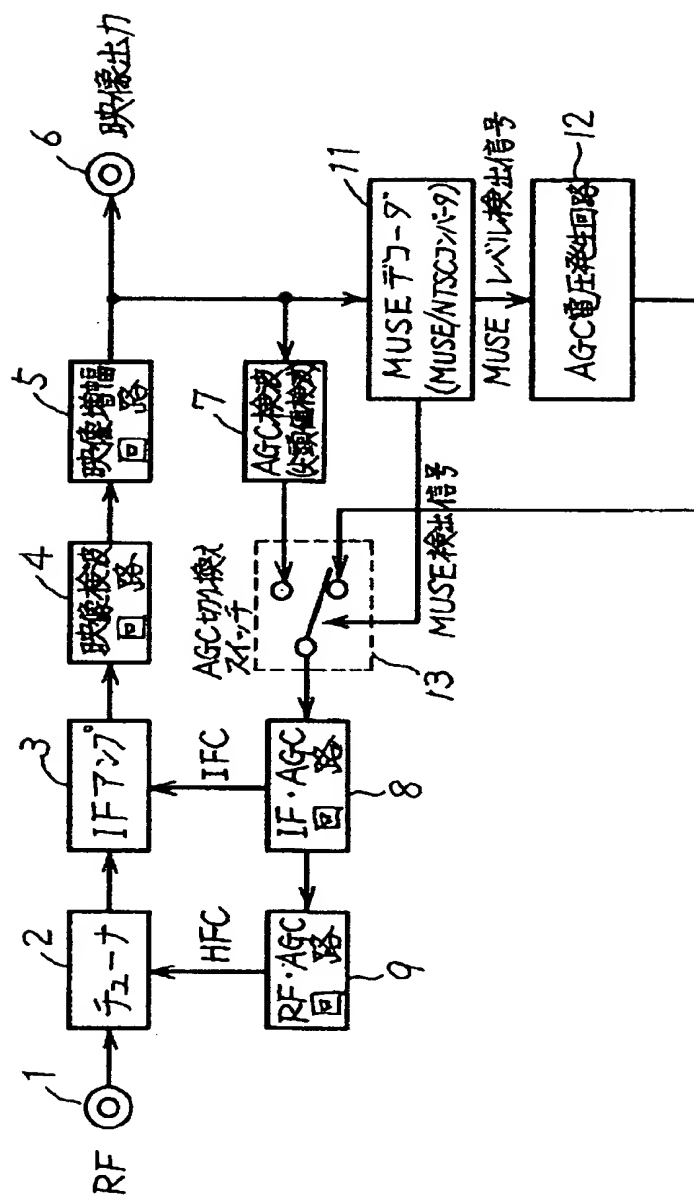
【図5】NTSC信号によるAM変調の過程を示すタイミングチャートである。

【図6】従来のAGC回路の構成を示す回路図である。

【符号の説明】

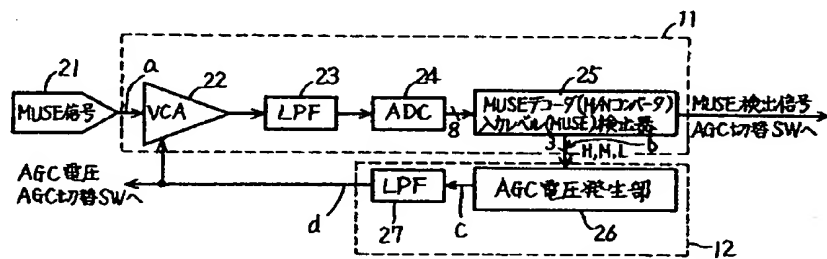
- 1 入力端子
- 2 チューナ
- 3 IFアンプ
- 4 映像検波回路
- 5 映像増幅回路
- 6 映像出力端子
- 7 AGC検波回路
- 8 IF・AGC回路
- 9 RF・AGC回路
- 11 MUSEデコーダ
- 12 AGC電圧発生回路
- 13 AGC切換スイッチ
- 100 復調回路
- 200 従来の復調回路

【図1】

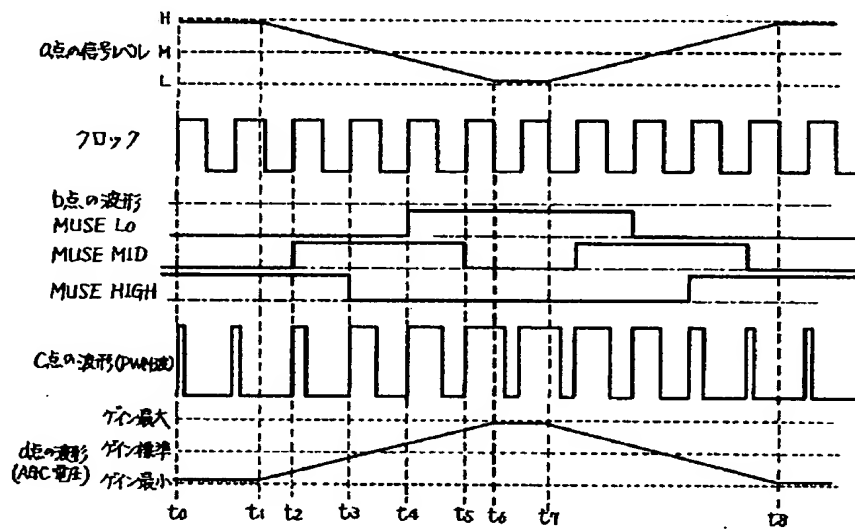


100

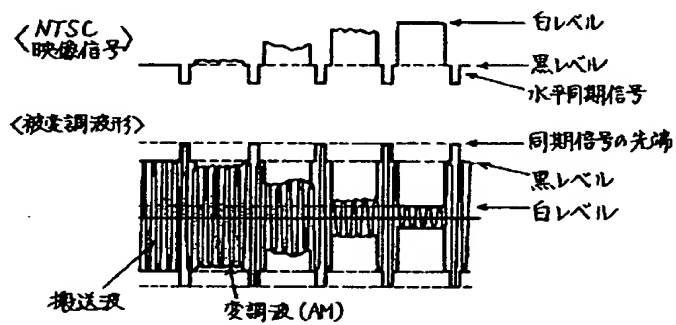
【図2】



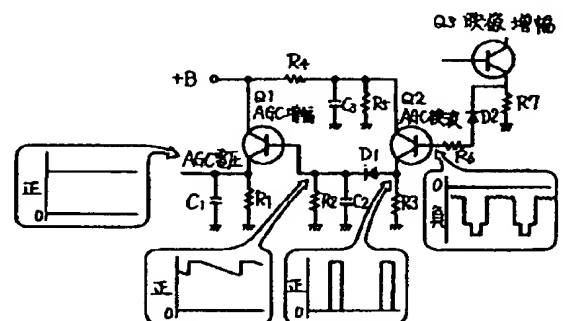
【図3】



【図5】



【図6】



【図4】

